

Zasilacz warsztatowy o zmniejszonej mocy strat

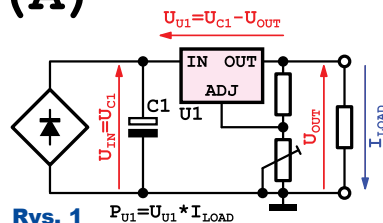
Zasilacz, którego sercem jest LM317, uzupełniony o prosty preregulator napięcia, zapewniający niższe straty ciepłone niż w popularnych klasycznych rozwiązaniach.



Do czego to służy?

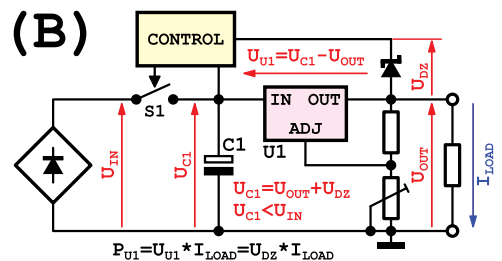
Najtrudniejsze warunki pracy klasycznego stabilizatora liniowego o szerokim zakresie napięć wyjściowych (rysunek 1A) występują przy największym możliwym spadku napięcia na elemencie regulacyjnym, tj. przy ustawionym minimalnym napięciu wyjściowym na wyjściu zasilacza i próbie pobrania zeń znaczącego prądu. Nietrudno policzyć, że przy napięciu wejściowym równym 40V, ustawionym napięciu wyjściowym 1,2V i próbie pobrania prądu o relatywnie niedużej wartości 0,5A radiator stabilizatora powinien rozproszyć stosunkowo dużą moc $P_{REG}=19,4W$, co wymaga już solidnego, skutecznego radiatora. W przeciwnym wypadku zadziała wbudowane zabezpieczenie termiczne i układ przejdzie w tryb ograniczania prądu wyjściowego. Często spotykanym rozwiązaniem redukującym straty ciepłone w stabilizatorze liniowym jest zastosowanie sterowanego komparatorem przełącznika przelączającego uzwojenia wtórne transformatora sieciowego, zależnie od ustalonego napięcia wyjściowego. Wymaga to jednak transformatora z dzielnym uzwojeniem wtórnym i komplikuje układ. Interesującym rozwiązaniem jest zastosowanie obniżającej przetwornicy impulsowej, której napięcie wyjściowe byłoby większe (nadążałoby za napięciem wyjściowym zasilacza) o spadek napięcia nieco większy niż wymagany do poprawnej pracy stabilizatora liniowego. Wtedy straty (relatywnie małe) na liniowym elemencie regulacyjnym zależne są tylko od poboru prądu i stałego na

(A)

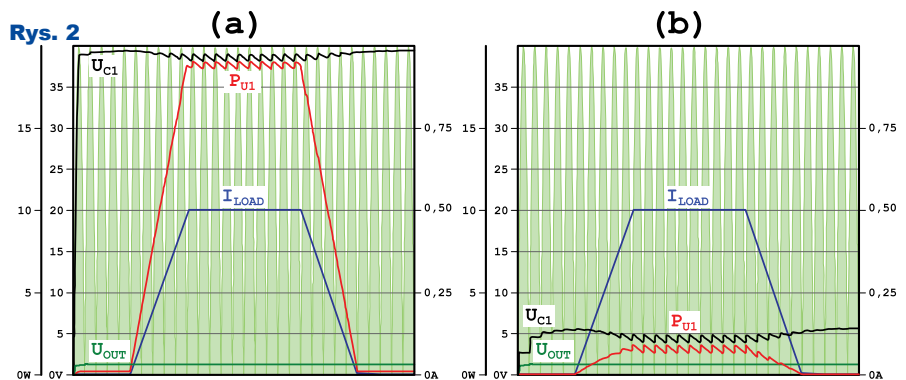


Rys. 1

(B)



Rys. 2



nim spadku napięcia. Dla określonego prądu wyjściowego straty byłyby stałe, niezależnie od napięcia wyjściowego. Idea redukcji strat w prezentowanym układzie jest podobna i opiera się na redukcji napięcia na kondensatorze filtrującym przed stabilizatorem do wartości wymaganej do jego poprawnej pracy przy pełnym obciążeniu. Zasadę działania wstępnej regulacji fazowej ilustruje rysunek 1B. Kondensator filtrujący jest cyklicznie ładowany prądem z mostka prostowniczego przez klucz S1, który jest sterowany z bloku sterującego. Na początku półokresu klucz jest otwarty i gdy napięcie z prostownika U_{IN} osiąga-

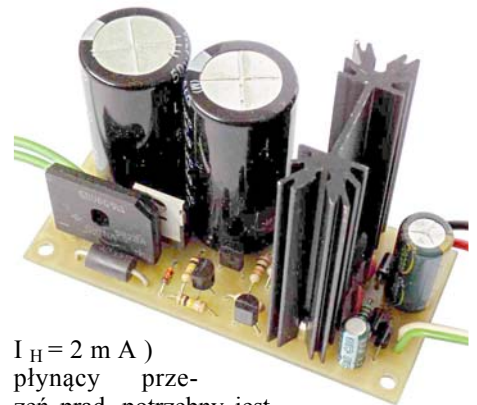
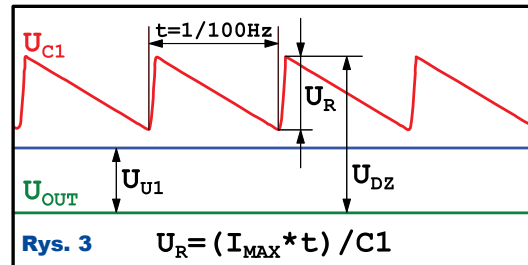
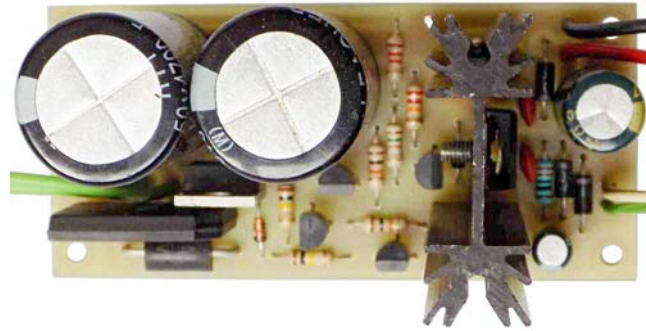
nie wartość większą od napięcia U_{C1} , kondensator jest ładowany. Gdy napięcie na kondensatorze $U1$ osiągnie wartość równą $U_{OUT} + U_{DZ}$, klucz S1 jest wyłączany do końca trwania aktualnego półokresu sieciowego. Na rysunku 2 można porównać kluczowe przebiegi i różnicę wartości strat stabilizatora z preregulacją (B) i bez (A). Ponieważ pobierany z wyjścia stabilizatora prąd rozładuje kondensator, potrzebny zapas napięcia U_{DZ} powinien być odpowiednio większy od wymaganej różnicy napięć $U1$ potrzebnej do poprawnej pracy stabilizatora (2,5...3V dla LM317). W praktyce U_{DZ} wyznaczone jest czasem opadania napięcia na

kondensatorze C1 przy maksymalnym zakładanym poborze prądu z zasilacza, co ilustruje **rysunek 3**. Napięcie tętnień na pojemności filtracyjnej C1 dla prostownika dwupołówkowego można obliczyć z wzoru: $U_R[V] = (I_{MAX}[A] * t[s]) / C[F]$, gdzie I_{MAX} – zakładany prąd maksymalny, t – czas rozładowywania kondensatora (1/100Hz), C – pojemność filtrująca. Jest to zależność liniowa. Wymagane do poprawnej pracy stabilizatora z preregulacją napięcie D_Z jest sumą napięć U_{U1} i U_R z niewielkim zapasem. W praktyce średnia moc strat $U1$ z preregulacją wyznaczana jest wzorem $P_{U1} = (U_R/2) - D_Z$. Maksymalną wydajność prądową układu wyznacza zastosowany układ LM317. Choć zwiększenie mocy tak działającego zasilacza jest możliwe (przez podmianę LM317 na LM358 i zamocowanie tranzystora klucza na radiatorze), to wydaje się nieekonomiczne (w dobie powszechności stabilizatorów impulsowych) ze względu na wymaganą znaczną pojemność filtrującą. Ceny kondensatorów elektrolitycznych są proporcjonalne do „kwadratu pojemności i napięcia pracy”. Problemem jest też przerywanie dużych prądów (podczas ładowania C1) w uzwojeniu wtórnym transformatora, czego transformatory sieciowe „nie lubią”. Prócz indukowania szpilek napięciowych, przerywanie prądu w uzwojeniu wtórnym wiąże się z nagrzewaniem transformatora przez prądy wirowe oraz głośniejszą pracę. Zasilacz oczywiście jest odporny na zwarcie wyjścia do masy.

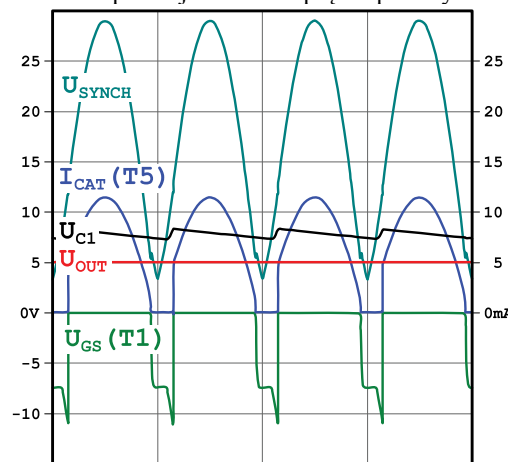
Jak to działa?

Schemat ideowy przedstawia **rysunek 4**. Jak napisano wyżej, w zasilaczu do stabilizacji napięcia zastosowano układ LM317 U1, który pracuje w standardowej aplikacji o zwiększonej redukcji tętnień. Podane na schemacie wartości rezystora R4 i potencjometrów regulacji

napięcia P1, P2 (odpowiednio zgrubnej, dokładnej) zapewniają zakres regulacji napięcia wyjściowego w zakresie od 1,25 do około 36V. Zakres zmian napięcia przez „precyzer” P2 wynosi około 1,6V. Mimo 1,5A wydajności prądowej zasilacza mostek prostowniczy B1 został dobrany ze sporym zapasem ze względu na spore pojemności filtrujące C1, C2. Poniższy opis ilustruje **rysunek 5** przedstawiający przebiegi w kluczowych punktach układu. Tranzystor T1 (IRF4905) pracuje jako klucz sterowany cyklicznym (w takt przebiegu prostownika dwupołówkowego) doładowywaniem kondensatorów filtrujących. Ponieważ pracuje dwustanowo tj. otwarty, zamknięty przy małej rezystancji R_{DSon} (20mΩ), straty mocy na nim są nieznaczne i może pracować bez radiatora. Elementem odpowiedzialnym za wyłączenie T1 po osiągnięciu napięcia na C1, C2 jest tyrystor małej mocy T5 (BT149). Ze względu na parazytową strukturę diodową w T1 przewodzącą prąd w kierunku mostka B1 niemożliwe jest samoistne wyłączenie T5 na początku półokresu napięcia wtórnego transformatora. By wyłączyć T5, tj. przerwać (zmniejszyć poniżej wartości prądu podtrzymania



Rys. 5

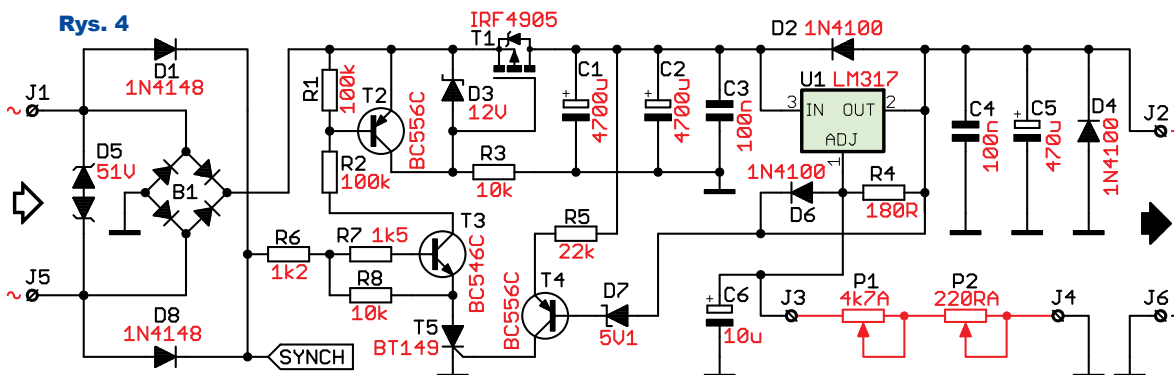


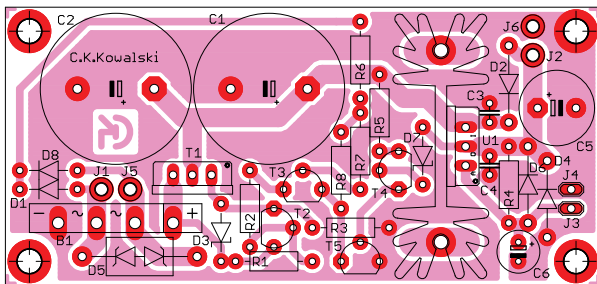
$I_H = 2 \text{ mA}$)

plynący przezzeń prąd, potrzebny jest obwód synchronizujący wyłączenie z półokresami napięcia wtórnego transformatora. Za synchronizację odpowiada prostownik oparty na diodach D1, D8 oraz tranzystor T3 wraz z rezystorami R6...R8. Możliwość przepływu prądu z kolektora do emitera jest blokowana, gdy napięcie uzwojenia wtórnego jest zbliżone do zera (początek półokresu). W tym momencie wyłączany jest tranzystor T2 i w konsekwencji spolaryzowany przez R3 T1 jest włączany. Dioda Zenera D3 zabezpiecza

T1 przed przekroczeniem maksymalnego katalogowego napięcia V_{GS} (20V dla IRF4905). Otwarty T1 umożliwia ładowanie kondensatorów C2, C3 prądem z mostka B1. Gdy napięcie na tych kondensatorach wzrośnie do napięcia wyznaczonego przez sumę

Rys. 4





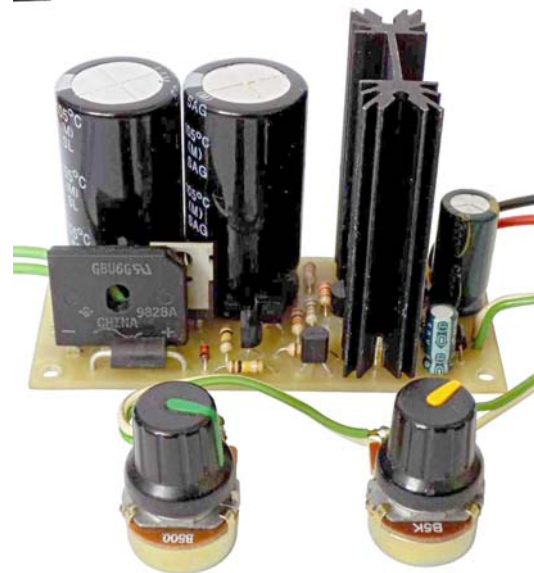
Rys. 6

ustawionego napięcia wyjściowego zasilacza i napięcia V_Z D7 oraz V_{BE} T4, ten ostatni zacznie przewodzić, dostarczając prąd do bramki tyrystora. Rezystor R5 ogranicza prąd płynący z bazy T4 do wyjścia zasilacza, do wartości niewpływającej na jakość stabilizacji U1, oraz prąd bramki T5 do bezpiecznej wartości. Suma napięć V_Z D7, V_{BE} T4 oraz spadku napięcia na R5 wyznacza maksymalne napięcie na U1, wyliczone według opisu w poprzednim śródtytuł, oznaczone na wcześniejszych rysunkach U_{DZ} . W praktyce, ze względu na zapas (potrzebny z powodu nieidealności kondensatorów C1 i C2), jaki zapewnia spadek na R5 i V_{BE} T4, napięcie Zenera D7 powinno być równe sumie spadku napięcia wymaganego do poprawnej pracy U1 oraz napięcia tętnień na C1 i C2, tj. UR zaokrąglonym w górę do najbliższej wartości typoszeregu. Ponieważ napięcie wtórne zwiększyło się wystarczająco do otwarcia T3, wyzwolony zostaje tyrystor T5 (po przekroczeniu prądu bramki $I_{GT}=50\mu A$). Przepływający przez resztę półokresu przez BT149 prąd z bazy T2 powoduje nasycenie tego ostatniego i w konsekwencji zatkanie T1. Kondensatory C1, C2 przestają być ładowane i napięcie na nich w trakcie trwania reszty półokresu spada z szybkością zależną od obciążenia prądowego wyjścia zasilacza. Gdy napięcie uzwojenia wtórnego zmniejszy się poniżej sumy napięć V_{BE} T3 i V_T T5, tranzystor T3 przerywając przepływ prądu, wyłączy tyrystor T5. Klucz T1 zostaje ponownie otwarty i cały cykl się powtarza. Dwukierunkowy transformator D5 zabezpiecza układ przed szpicami napięciowymi (mogącymi mieć zależnie od konstrukcji transformatora wartość szczytową przewyższającą dopuszczalne napięcia pracy zastosowanych dalej elementów) indukującymi się w uzwojeniu transformatora przy gwałtownym przerywaniu płynącego prądu.

Montaż i uruchomienie

Montaż w sprawdzony uprzednio obwód PCB, widoczny na rysunku 6, nie odbiega od typowego. Standardowo warto lutować elementy w kolejności od tych

o najmniejszych do największych gabarytach. By zminimalizować możliwość powstania szkodliwych dla nóżek U1 napiężeń mechanicznych, U1 należy najpierw przykręcić do radiatora z użyciem pasty termoprzewodzącej, by następnie „skręconą całość” włutować w PCB. By zminimalizować spadki napięć na przewodach wejściowych i wyjściowych, ich przekrój powinien być stosowny do płynących przez nie maksymalnych prądów. Dobrą praktyką przy budowie zasilaczy sieciowych jest zastosowanie transformatora o wydajności prądowej dwukrotnie większej od zakładanej wyjściowej zasilacza. Przy doborze napięcia wtórnego transformatora, oprócz spadku napięcia na diodach prostownika B1, należy zapewnić odpowiedni zapas napięciowy dla poprawnej pracy U1 (stabilizacji), gdy wystąpi spadek napięcia na uzwojeniu zasilacza. Należy też uwzględnić poprawkę na pracę przy obniżonym napięciu sieci energetycznej (w granicach normy) z ww. warunkami wyjściowymi. Uzwojenia transformatora warto zabezpieczyć bezpiecznikami o wartościach stosownych do zakładanych prądów: zwykłym uzwojenie pierwotne, zwłocznym wtórne. Szczegółowy opis doboru bezpieczników wykracza poza ramy niniejszego artykułu. Poprawnie zmontowany ze sprawnych elementów układ powinien działać od pierwszego włączenia. Posiadacze oscyloskopów mogą zoptymalizować maksymalne straty na U1, obserwując przebieg na C1 względem napięcia na J2 (przy pełnym obciążeniu). Obserwacja taka pozwoli na stosowne dobranie napięcia Zenera D7 tak, by napięcie w „dolinach” tętnień na C1 było tylko nieco większe od wymaganego do poprawnej pracy napięcia na U1 (3V). Co da moc średnią strat U1 (przy prądzie 1A, w całym zakresie napięć wyjściowych) zbliżoną do $P=1A*(3V+(1,6V/2))=3,8W$, co jest w stanie rozproszyć zastosowany radiator w wentylowanej obudowie. Powyższe zdanie jest prawdziwe przy założeniach: temperatura złącza $t_j=130^\circ C$ (przy $t_j=150^\circ C$ zadziała wbudowane w U1 ograniczenie prądowe); temperatura otoczenia (wewnątrz obudowy) $t_a=60^\circ C$; rezystancja termiczna złącze obudowa U1 $R_{thjc}=5^\circ C/W$; rezystancja termiczna obudowa radiator (pasta termoprzewodząca) $R_{ther}=0,5^\circ C/W$; Wymagana (całkowita) rezystancja termiczna wynosi $R_{thja}=(t_j-t_a)/P=18,4^\circ C/W$. Zastosowany w takich



warunkach radiator powinien charakteryzować się rezystancją termiczną mniejszą niż $R_{thra}=R_{thja}-(R_{thjc}+R_{ther})=18,4-5,5=12,9^\circ C/W$. Jak napisano wyżej, przy większym prądzie obciążenia (wzroście temperatury złącza) zadziała wbudowane w U1 ograniczenie prądowe. Obliczenie wartości potencjometrów P1, P2 i rezystora R4 dla zakładanych innych niż w artykule progów regulacji napięcia (zależnie od napięcia wtórnego zastosowanego transformatora sieciowego) pozostawiam Szanownym Czytelnikom.

Cyprian Kamil Kowalski
c4v2@o2.pl

Wykaz elementów

R4	180Ω
R6	1,2kΩ
R7	1,5kΩ
R3,R8	10kΩ
R5	22kΩ
R1,R2	100kΩ
P1	4,7kΩ A pot. obrotowy liniowy
P2	220Ω A pot. obrotowy liniowy
C3,C4	100nF ceramiczny
C6	10uF/50V
C5	470uF/50V
C1,C2	4700uF/50V
D1,D8	1N4148
D2,D4,D6	1N4100
D3	12V Zener
D7	5V1 Zenera – patrz tekst
D5	51V Transil dwukierunkowy 1.5KE51CA-E3/54 (VISHAY)
B1	Mostek prostowniczy GBU6G
T1	IRF4905
T2,T4	BC556C
T3	BC546B
T5	BT149
U1	LM317
Radiator	SK104 h=50mm

Komplet podzespołów z płytka jest dostępny w Sklepie AVT jako zestaw AVT3223